

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2000-262056
(P2000-262056A)

(43) 公開日 平成12年9月22日 (2000.9.22)

(51) Int.Cl.⁷

識別記号

F I

テーマト* (参考)

H 0 2 M 3/28
3/338

H 0 2 M 3/28
3/338

S 5 H 7 3 0
A

審査請求 未請求 請求項の数 3 O L (全 12 頁)

(21) 出願番号 特願平11-64208

(22) 出願日 平成11年3月11日 (1999.3.11)

(71) 出願人 000003049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 北野 三郎

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号 シ
ャープ株式会社内

(74) 代理人 100103296

弁理士 小池 隆彌

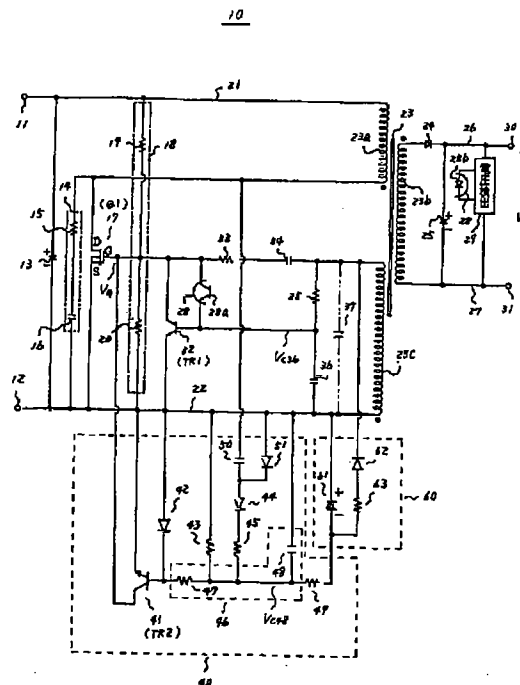
Fターム(参考) 5H730 AA14 BB43 BB55 DD04 EE02
EE07 FD01 FF19 FC07

(54) 【発明の名称】 スイッチング電源装置

(57) 【要約】

【課題】 スイッチング電源装置の出力電力が減少した場合に発振周波数が高くなることにより生ずるスイッチング損失及び変換効率の改善を図る。

【解決手段】 変圧器23の制御巻線23cに接続され、スイッチング電源装置の出力電力を検出する出力電力検出回路60と、独立して主スイッチング素子17を規定時間だけ強制的にオフさせるように動作する第2の制御素子41と、規定時間をカウントするタイマー回路46とからなる発振周波数制御回路40とを備え、タイマー回路40が、コンデンサ48と抵抗47からなるC R時定数回路で構成され、出力電力検出回路60の検出信号に基づき、出力電力が漸次減少した場合、コンデンサ48の充電電流を漸次増加することにより充電電荷を増加させ、この充電電荷が抵抗47を介しての放電時間を延長させることにより、規定時間を漸次延長するように制御する。



【特許請求の範囲】

【請求項1】 少なくとも1次巻線、2次巻線、制御巻線を備えた変圧器と、前記1次巻線に接続され、直流電圧をオン・オフし高周波交流電圧に変換する主スイッチング素子と、前記2次巻線に接続された整流平滑回路と、前記制御巻線に接続された第1の制御素子を含む制御回路と、からなるリングングチョークコンバータ方式のスイッチング電源装置において、

前記制御巻線に接続され、前記スイッチング電源装置の出力電力を検出する出力電力検出手段と、

前記出力電力検出手段からの検出信号に基づき前記スイッチング電源装置のオフ期間を制御することで、前記スイッチング電源装置の発振周波数を制御する発振周波数制御手段と、を備え、

前記発振周波数制御手段は、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記主スイッチング素子のオフ期間を漸次延長するように制御することで、前記発振周波数が漸次高くなるのを抑制することを特徴とするスイッチング電源装置。

【請求項2】 前記発振周波数制御手段において、前記第1の制御素子を含む制御回路とは別に、独立して前記主スイッチング素子を規定時間だけ強制的にオフさせるように動作する第2の制御素子と、前記規定時間をカウントするタイマー回路と、を備え、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とする請求項1記載のスイッチング電源装置。

【請求項3】 前記タイマー回路は、コンデンサと抵抗からなるCR時定数回路で構成され、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記コンデンサの充電電流を漸次増加することにより充電電荷を増加させ、この充電電荷が前記抵抗を介しての放電時間を延長させることにより、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とする請求項2記載のスイッチング電源装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は産業用や民生用の機器に直流安定化電圧を供給するリングングチョークコンバータ（以下RCCと略称する）方式のスイッチング電源装置に関するものである

【0002】

【従来の技術】図4は従来例のRCC方式のスイッチング電源装置の回路図である。以下、図4を用い従来の技術を説明する。

【0003】図4の従来例のスイッチング電源装置100は以下の回路構成からなる。図4において、変圧器123は、1次巻線123a、2次巻線123b、制御巻線123cを有している。各巻線の丸印（●印）は巻線

の巻始め端を示す。

【0004】1次巻線123aの巻終わり端と入力端子111とが接続され、これがハイレベル側の主電源ライン121となる。また、制御巻線123cの巻始め端と入力端子112とが接続され、これがローレベル側の主電源ライン122となっている。そして、ハイレベル側の主電源ライン121とローレベル側の主電源ライン122との間には、平滑コンデンサ113が接続されている。

【0005】1次巻線123aの巻始め端は、主スイッチング素子117を介してローレベル側の主電源ライン122に接続されている。主スイッチング素子117は、例えばバイポーラトランジスタや電界効果型トランジスタなどで実現され、図4では電界効果型トランジスタで示している。そして、主スイッチング素子117のドレイン・ソース間には、抵抗115とコンデンサ116との直列回路からなるスナバ回路114が接続されている。

【0006】ハイレベル側の主電源ライン121とローレベル側の主電源ライン122との間には、抵抗119と抵抗120との直列回路からなる起動回路118が接続され、さらに、抵抗119と抵抗120の接続点は、主スイッチング素子117のゲートに接続されている。

【0007】また、主スイッチング素子117のゲートは抵抗133とコンデンサ134を介して、制御巻線123cの巻終わり端に接続されている。また、主スイッチング素子117のゲートは制御トランジスタ132のコレクタ・エミッタを介してローレベル側の主電源ライン122に接続されている。

【0008】制御巻線123cの巻始め端と巻終わり端との間には、抵抗135とコンデンサ136との直列回路が接続されており、さらに、抵抗135とコンデンサ136の接続点は、制御トランジスタ132のベースに接続されている。また、制御巻線123cの巻始め端と巻終わり端との間の137は、制御巻線123cが有する寄生容量を示したものである。

【0009】そして、制御トランジスタ132のコレクタ・ベース間には、フォトカプラ128のフォトトランジスタ128aが接続されている。

【0010】変圧器123の2次巻線123bの巻始め端は、整流ダイオード124を介して出力端子130が接続され、これが出力電源ライン126となる。また、2次巻線123bの巻終わり端と出力端子131とが接続され、これが出力電源ライン127となる。そして、出力電源ライン126と出力電源ライン127の間には、平滑コンデンサ125とフォトカプラ128の発光ダイオード128bを有する電圧検出回路129が接続されている。

【0011】次に図4の従来例のスイッチング電源装置100の動作について説明する。図示しない主電源回路

によって商用交流を整流して得られた直流電流が、入力端子111, 112間に入力される。この直流電流は、平滑コンデンサ113によって平滑化され、この平滑コンデンサ113からは、ハイレベル側の主電源ライン121と、ローレベル側の主電源ライン122との間に、主電源電圧が出力される。

【0012】入力端子111, 112間に電源電圧が印加され、平滑コンデンサ113の出力電圧、即ち主電源電圧が上昇してゆき、起動回路118の抵抗119、抵抗120による分圧値が、主スイッチング素子117のしきい値電圧（例えば3V）以上となると、主スイッチング素子117がオンし、1次巻線123aに電圧（●と逆方向）が印加され、2次巻線123bに誘起電圧（●と逆方向）が発生するが、整流ダイオード124を逆バイアス方向に電圧が印加されるため2次側に直流電流は流れないで、変圧器123には励磁エネルギーが蓄積される。後述するようにして、主スイッチング素子117がオフすると、前記励磁エネルギーによって2次巻線123bに誘起電圧（●と同方向）が発生する。また、このオフ時に1次巻線123aと他の2次巻線123b、制御巻線123cとの間の漏洩インダクタンスによって発生する振動は、スナバー回路114によって吸収されて除去される。

【0013】前記2次巻線123bに発生した誘起電圧（●と同方向）は整流ダイオード124を順バイアスする方向にあるため、前記変圧器123に蓄積された励磁エネルギーは、2次巻線123bを介して直流電流として放出され、整流ダイオード124により整流された後、平滑コンデンサ125により平滑されて、出力電源ライン126, 127を介して出力端子130, 131から、図示しない負荷回路に出力される。電圧検出回路129は、図示しない分圧抵抗やフォトカプラ128などを備えて構成されており、フォトカプラ128の発光ダイオード128bが出力電源ライン126, 127間の出力電圧に対応した輝度で点灯駆動され、出力電圧の値が一次側へフィードバックされる。

【0014】制御巻線123cには、主スイッチング素子117のオン時に、誘起電圧（●と逆方向）が発生し、その誘起電流は直流カット用のコンデンサ134及び抵抗133を介して主スイッチング素子117のゲートに与えられ、これによって主スイッチング素子117のゲート電圧はさらに引き上げられ、主スイッチング素子117はオン状態に維持される。

【0015】また、前記誘起電流はコンデンサ134及び抵抗133から、フォトカプラ128のフォトトランジスタ128aを介して、コンデンサ136の一方の端子に与えられる。従って、出力電源ライン126, 127間の出力電圧が高くなるほどフォトトランジスタ128aを介してコンデンサ136に流れ込む充電電流が大きくなり、コンデンサ136の端子電圧は速く上昇す

る。そして、このコンデンサ136の端子電圧は制御トランジスタ132のベースに与えられており、コンデンサ136の端子電圧が制御トランジスタ132のしきい値電圧（例えば0.6V）以上となると、制御トランジスタ132がオンし、主スイッチング素子117のゲート電圧が急速に低下し、主スイッチング素子117はオフされる。

【0016】上述のように、出力端子130, 131から、図示しない負荷回路に出力される出力電力が減少する程、出力電源ライン126, 127間の出力電圧が高くなるため、コンデンサ136の端子電圧は速く上昇し、主スイッチング素子117が速くオフされる。即ち、出力電力が減少する程、スイッチング電源装置100の発振周波数は高くなる。

【0017】また、前記誘起電流は抵抗135を介してコンデンサ136に流れ込み、コンデンサ136を充電することにより、出力端子130, 131間の短絡などで、出力電源ライン126, 127間の出力電圧が低くても、主スイッチング素子117のオン時間が所定時間に制限され、主スイッチング素子117が保護されている。

【0018】また、変圧器123の1次巻線123aの巻数を $n1$ 、2次巻線123bの巻数を $n2$ 、制御巻線123cの巻数を $n3$ とし、出力端子130, 131間の出力電圧を V_0 とすると、主スイッチング素子117がオフすることにより、制御巻線123cには、 $(n3/n2)V_0$ の誘起電圧（●と同方向）が発生し、この誘起電圧（●と同方向）によりコンデンサ136の電荷が引き抜かれて、主スイッチング素子117が次にオンするためのリセット動作が行われる。

【0019】この主スイッチング素子117のオフ後、変圧器123の1次巻線123aに蓄積されていた励磁エネルギーの2次側への出力が終了すると、主に制御巻線123cが有する寄生容量137とこの制御巻線123cとの間でリングングが発生し、寄生容量137に電圧 $(n3/n2)V_0$ で蓄積されていた静電エネルギーが放出され、振動の $1/4$ 周期後には制御巻線123cの励磁エネルギーに変換される。その後、再び寄生容量137を充電するために、制御巻線123cに電圧 $(n3/n2)V_0$ の起電圧（●と逆方向）が発生する。リングングパルスであるこの起電圧（●と逆方向）は、主スイッチング素子117のしきい値電圧以上となるように設定されており、この起電圧（●と逆方向）によって主スイッチング素子117が再びオンされる。上述のようにして、自動的に負荷に対応した発振周波数で、継続して主スイッチング素子117がオン・オフ駆動され、所望とする2次側出力電圧を出力するように構成されている。

【0020】

【発明が解決しようとする課題】従来の技術のスイッチ

ング電源装置100において、損失の大部分は、主スイッチング素子117のドレイン・ソース間の寄生容量に蓄積された電荷の引き抜きに要する消費電力や変圧器123の鉄損などであり、これらは一般に、スイッチング電源装置100の発振周波数が高くなるほど大きくなる。

【0021】図3(a)に従来の技術のスイッチング電源装置100の出力電力に対する発振周波数特性を示す。図3(a)に示すように、出力電力が大きい重負荷時と比較し、出力電力が減少する即ち軽負荷となるにつれて連続的に発振周波数は高くなっている。従って、上述のように従来の技術のスイッチング電源装置100では、出力電力が減少する即ち軽負荷となる程、発振周波数が高くなるので、変換した電力に対する損失の占める割合が増大し、変換効率が低下するという問題があった。

【0022】一方、このような不具合を解決するための他の従来技術として、例えば特開平9-47023号公報が挙げられる。特開平9-47023号公報で示す従来技術では、RCC方式のスイッチング電源回路に、発振周波数を抑える発振周波数抑制回路と、この発振周波数抑制回路の動作を開始または停止させる動作切替回路とを設け、動作切替回路の信号電圧の印加により、軽負荷時には発振周波数抑制回路の動作をオンにし、重負荷時には発振周波数抑制回路の動作をオフにして通常のRCC動作を行わせることにより、軽負荷時に、発振周波数を下げて効率を向上させるものである。

【0023】図3(b)に特開平9-47023号公報の従来の技術のスイッチング電源装置の出力電力に対する発振周波数特性を示す(特開平9-47023号公報に記載の図7では「入力電力に対する発振周波数特性」として、負荷状態を出力電力の代わりに入力電力で示している)。図3(b)に示すように、特開平9-47023号公報の従来の技術のスイッチング電源装置は、一部の限られた軽負荷領域において、発振周波数を低くさせている。即ち、一部の限られた軽負荷領域でのみ、前記動作切替回路の信号電圧の印加により、軽負荷時に発振周波数抑制回路の動作をオンにし、発振周波数を低くさせて、効率を向上させるものである。

【0024】従って、一部の限られた軽負荷領域では、発振周波数を低くさせて、効率を向上させることができるが、重負荷領域から軽負荷領域に至る中間負荷領域における発振周波数は図3(a)と同じであり、効率は改善されていない。また、外部から前記動作切替回路の信号電圧の供給が必要であり、前記信号電圧の供給が困難である用途(例えばACアダプターなど)には適さないという問題があった。

【0025】そこで、本発明は外部から前記動作切替回路の信号電圧の供給を受けることなく、図3(c)に示すように全負荷領域にわたり、従来の図3(a)や図3

(b)と比べて、連続的に発振周波数を低くさせて、全負荷領域で効率を向上させることを目的とする。

【0026】

【課題を解決するための手段】本発明の請求項1記載のスイッチング電源装置は、少なくとも1次巻線、2次巻線、制御巻線を備えた変圧器と、前記1次巻線に接続され、直流電圧をオン・オフし高周波交流電圧に変換する主スイッチング素子と、前記2次巻線に接続された整流平滑回路と、前記制御巻線に接続された第1の制御素子を含む制御回路と、からなるリングングチョークコンバータ方式のスイッチング電源装置において、前記制御巻線に接続され、前記スイッチング電源装置の出力電力を検出する出力電力検出手段と、前記出力電力検出手段からの検出信号に基づき前記スイッチング電源装置のオフ期間を制御することで、前記スイッチング電源装置の発振周波数を制御する発振周波数制御手段とを備え、前記発振周波数制御手段は、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記主スイッチング素子のオフ期間を漸次延長するように制御することで、前記発振周波数が漸次高くなるのを抑制することを特徴とするものである。

【0027】また、本発明の請求項2記載のスイッチング電源装置は、前記発振周波数制御手段において、前記第1の制御素子を含む制御回路とは別に、独立して前記主スイッチング素子を規定時間だけ強制的にオフさせるように動作する第2の制御素子と、前記規定時間をカウントするタイマー回路とを備え、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とするものである。

【0028】また、本発明の請求項3記載のスイッチング電源装置は、前記タイマー回路が、コンデンサと抵抗からなるCR時定数回路で構成され、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記コンデンサの充電電流を漸次増加することにより充電電荷を増加させ、この充電電荷が前記抵抗を介しての放電時間を延長させることにより、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とするものである。

【0029】

【発明の実施の形態】図1～図3は、本発明の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置に関する図であり、図1は本発明のスイッチング電源装置の実施例を示す回路図、図2は本発明のスイッチング電源装置の動作波形を示す説明図、図3は本発明のスイッチング電源装置の出力電力に対する発振周波数特性図である。

【0030】図1の本発明のスイッチング電源装置10は以下の回路構成からなる。図1において、図4の従来のスイッチング電源装置と比較して、出力電力検出手段60(出力電力検出手段)と発振周波数制御回路40

(発振周波数制御手段)とが追加されたものである。従って、前記の追加された出力電力検出回路60と発振周波数制御回路40とを除く他の回路は、図4の従来のスイッチング電源装置と同一であり、図4と類似の番号を付して説明を省略する。

【0031】出力電力検出回路60は、コンデンサ61と抵抗63とダイオード62との直列回路で構成され、コンデンサ61の一端が変圧器23の制御巻線23Cの巻始め端に接続され、ダイオード62の一端が変圧器23の制御巻線23Cの巻終わり端に接続されている。そして、コンデンサ61と抵抗63との接続点が検出信号の出力となり、発振周波数制御回路40に接続されている。

【0032】発振周波数制御回路40は、NPN型の第2の制御トランジスタ41 (TR2)とタイマー回路46とを備え、このタイマー回路46は、コンデンサ48と抵抗47とからなるCR時定数回路で構成されている。第2の制御トランジスタ41 (TR2)のコレクタは主スイッチング素子17 (Q1)のゲートに、エミッタは制御巻線23Cの巻終わり端に、ベースはタイマー回路46の抵抗47の一端にそれぞれ接続されている。

【0033】タイマー回路46のコンデンサ48と抵抗47との接続点は、抵抗45とダイオード44とコンデンサ50を介して1次巻線23aの巻始め端に接続され、さらに抵抗49を介して前記発振周波数制御回路40のコンデンサ61と抵抗63との接続点に接続されている。そして、コンデンサ48の一端は制御巻線23Cの巻始め端に接続されている。また、前記コンデンサ48と抵抗47との接続点と前記制御巻線23Cの巻始め端の間には抵抗43が接続され、第2の制御トランジスタ41 (TR2)のベースと抵抗47との接続点と前記制御巻線23Cの巻始め端の間にはダイオード42が接続されている。また、ダイオード44とコンデンサ50との接続点と制御巻線23Cの巻始め端の間にはダイオード51が接続されている。

【0034】次に図1の本発明のスイッチング電源装置10の動作について説明する。前述の図1の回路構成で説明した通り、追加された出力電力検出回路60と発振周波数制御回路40とを除く他の回路は、図4の従来のスイッチング電源装置と同一であり、本発明に係わる部分を除き、重複する部分は図4と類似の番号を付してその説明を省略する。

【0035】図1の出力電力検出回路60の動作について説明する。前述の図4の従来のスイッチング電源装置の動作でも述べたように、変圧器23の1次巻線23aの巻数を n_1 、2次巻線23bの巻数を n_2 、制御巻線23cの巻数を n_3 とし、出力端子30、31間の出力電圧を V_0 とすると、主スイッチング素子17 (Q1)がオフすることにより、制御巻線23cには、(n_3/n_2) V_0 の誘起電圧(●と同方向)が発生する。この

誘起電圧(●と同方向)により誘起電流が、制御巻線23cの巻始め端→コンデンサ61→抵抗63→ダイオード62→制御巻線23cの巻終わり端の経路で流れ、コンデンサ61には、コンデンサ61と抵抗63との接続点がマイナス電位となるように充電される。そしてコンデンサ61と抵抗63との接続点の電圧は、スイッチング電源装置10の出力電力により次の通り変化する。

【0036】出力電力が大きい重負荷時は、スイッチング電源装置10の発振周波数が低くなるため、主スイッチング素子17 (Q1)のオフ期間が長くなり、誘起電流が流れている期間が長くなり、コンデンサ61の充電量が増加するため、コンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は下降する。

【0037】また、出力電力が減少する即ち軽負荷時となるにつれて、スイッチング電源装置10の発振周波数が高くなるため、主スイッチング素子17 (Q1)のオフ期間が短くなり、誘起電流が流れている期間が短くなり、コンデンサ61の充電量が減少するため、コンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は上昇する。

【0038】つまり、コンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は、出力電力の増減によって連続的に変化し、出力電力が増加(重負荷)すれば下降し、出力電力が減少(軽負荷)すれば上昇する。即ち、コンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位の変動により、出力電力を検出できるため、コンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は検出信号として、発振周波数制御回路40に印加されている。

【0039】図1の発振周波数制御回路40の動作について、図2の動作波形図を用いて説明する。図2において、(a)は主スイッチング素子17 (Q1)のオン・オフ動作、(b)は主スイッチング素子17 (Q1)のゲート電圧 V_g 、(c)は第1の制御トランジスタ32 (TR1)のオン・オフ動作、(d)はコンデンサ36の充電電圧 V_{c36} 、(e)は第2の制御トランジスタ41 (TR2)のオン・オフ動作、(f)はコンデンサ48の充電電圧 V_{c48} 、の各波形及び動作を横軸に共通の時間軸をとって表してある。

【0040】時間軸に沿って説明する。

【0041】(1)時刻 t_0 までの動作(Q1オン、TR1オフ、TR2オフ)

主スイッチング素子17 (Q1)がオンしており、変圧器23の制御巻線23cに誘起電圧(●と逆方向)が発生している。このこの誘起電圧(●と逆方向)により誘起電流が、制御巻線23cの巻終わり端→コンデンサ34→抵抗33→フォトカプラ28のフォトトランジスタ28a→コンデンサ36の経路で、コンデンサ36を充電し、このコンデンサ36の充電電圧 V_{c36} は時間と共に上昇する。

【0042】また、このとき、コンデンサ50に後述す

る動作により充電されていた充電電荷は、コンデンサ50→主スイッチング素子17(Q1)ドレイン・ソース→ダイオード51の経路で放電され、0Vとなる。

【0043】(2) 期間 t_0-t_1 間の動作(Q1オフ、TR1オン→オフ、TR2オフ)

時刻 t_0 で、前記コンデンサ36の充電電圧 V_{C36} が、第1の制御トランジスタ32(TR1)のしきい値電圧(例えば0.6V)となると、第1の制御トランジスタ32(TR1)がオンする。

【0044】第1の制御トランジスタ32(TR1)がオンすると、主スイッチング素子17(Q1)がオフすることにより、変圧器23の1次巻線23aに誘起電圧(●と同方向)が発生し、この誘起電圧(●と同方向)により誘起電流が、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45→コンデンサ48の経路でコンデンサ48を充電し、このコンデンサ48の充電電圧 V_{C48} が上昇する。

【0045】また、前記主スイッチング素子17(Q1)がオフ後、変圧器23の1次巻線23aに蓄積されていた励磁エネルギーの2次側への出力が開始される。

【0046】(3) 期間 t_1-t_2 間の動作(Q1オフ、TR1オフ、TR2オン)

時刻 t_1 で、前記コンデンサ48の充電電圧 V_{C48} が、第2の制御トランジスタ41(TR2)のしきい値電圧(例えば0.6V)以上となると、第2の制御トランジスタ41(TR2)はオンする。その後も、このコンデンサ48の充電電圧 V_{C48} は時間と共に上昇をつづける。

【0047】(4) 期間 t_2-t_3 間の動作(Q1オフ、TR1強制オフ、TR2オン)

時刻 t_2 で、変圧器23の1次巻線23aに蓄積されていた励磁エネルギーの2次側への出力が終了すると、主に制御巻線23cが有する寄生容量37とこの制御巻線23cとの間でリングングが発生し、寄生容量37に電圧($n3/n2$) V_0 で蓄積されていた静電エネルギーが放出され、振動の1/4周期後には制御巻線23cの励磁エネルギーに変換される。その後、再び寄生容量37を充電するために、制御巻線23cに電圧($n3/n2$) V_0 の起電圧(●と逆方向)が発生し、この起電圧(●と逆方向)によって主スイッチング素子17(Q1)が再びオンしようとする。上記の動作を図2の(b)に点線の波形で示している。

【0048】しかし、前記の第2の制御トランジスタ41(TR2)がオンしているため、主スイッチング素子17(Q1)のゲートは、第2の制御トランジスタ41(TR2)のコレクタ・エミッタを介してローレベル側の主電源ライン22に短絡されているので、0レベルでクリップされ、主スイッチング素子17(Q1)はオフを継続する。上記の動作を図2の(b)に実線の波形で示している。

【0049】また、変圧器23の1次巻線23aに蓄積されていた励磁エネルギーの2次側への出力が終了すると、1次巻線23aの誘起電圧(●と同方向)がなくなり、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45→コンデンサ48の経路でコンデンサ48を充電していた誘起電流が減少方向に転じる。一方、コンデンサ48の充電電荷は、コンデンサ48→抵抗47→第2の制御トランジスタ41(TR2)のベースの経路で放電されているため、このコンデンサ48の充電電圧 V_{C48} は時間と共に下降する。

【0050】(5) 期間 t_3-t_4 間の動作(Q1オフ、TR1オフ、TR2オフ)

時刻 t_3 で、前記コンデンサ48の充電電圧 V_{C48} 電圧が、第2の制御トランジスタ41(TR2)のしきい値電圧(例えば0.6V)以下となると、第2の制御トランジスタ41(TR2)はオフする。第2の制御トランジスタ41(TR2)がオフすると、主スイッチング素子17(Q1)のゲートは、第2の制御トランジスタ41(TR2)のコレクタ・エミッタを介してローレベル側の主電源ライン22に短絡されていたことから開放されるため、入力端子11、12間に印加されている電源電圧が起動回路18の抵抗19を介して主スイッチング素子17(Q1)のゲートに印加されるため、主スイッチング素子17(Q1)のゲート電圧は時間と共に上昇する。

【0051】そして、時刻 t_4 で、主スイッチング素子17(Q1)のゲート電圧は、主スイッチング素子17(Q1)のしきい値電圧(例えば3V)以上となり、主スイッチング素子17(Q1)はオンする。以後は上記(1)から(5)までの動作を繰り返す。

【0052】尚、コンデンサ50とダイオード51は、前述のコンデンサ48の充電用電源として、ハイレベル側の主電源ライン21に接続された変圧器23の1次巻線23aを使用していることから、充電電流を制限する必要があるため配設されている。従って、コンデンサ48の充電用電源として、前記ハイレベル側の主電源ライン21とは分離された専用巻線を変圧器23に追加し、前記専用巻線を前記コンデンサ48の充電用電源とする場合は、前記コンデンサ50及びダイオード51は不要となる。

【0053】上記、(4) 期間 t_2-t_3 間の動作で説明したように、第2の制御トランジスタ41(TR2)は、期間 t_2-t_3 間において、主スイッチング素子17(Q1)を強制的にオフさせるように動作する。

【0054】そして、この強制オフ期間は、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45→コンデンサ48の経路でコンデンサ48を充電する充電電流によって決まり、充電電流が増加すると、コンデンサ48の充電電荷が増加し、この充電電荷がコンデンサ48→抵抗47→第2の制御トランジスタ41

(TR2)のベースの経路で放電される放電時間が長くなり、前記強制オフ期間も長くなる。また、充電電流が減少すると、コンデンサ48の充電電荷が減少し、この充電電荷がコンデンサ48→抵抗47→第2の制御トランジスタ41 (TR2)のベースの経路で放電される放電時間が短くなり、前記強制オフ期間も短くなる。

【0055】次に、前記出力電力検出回路60の検出信号と前記発振周波数制御回路40の前記強制オフ期間との関係について説明する。前述の出力電力検出回路60の動作の説明で述べたように、検出信号であるコンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は、出力電力の増減によって連続的に変化し、出力電力が増加(重負荷)すれば下降し、出力電力が減少(軽負荷)すれば上昇する。

【0056】また、上記、(2)期間 t_0-t_1 間の動作で説明したように、主スイッチング素子17(Q1)がオフすることにより、変圧器23の1次巻線23aに誘起電圧(●と同方向)が発生し、この誘起電圧(●と同方向)により誘起電流が、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45→コンデンサ48の経路でコンデンサ48を充電するのと同時に、誘起電流は、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45→抵抗49→コンデンサ61と抵抗63との接続点の経路でも流れる。つまり、誘起電流は、1次巻線23aの巻始め端→コンデンサ50→ダイオード44→抵抗45の経路で流れた後、コンデンサ48の方に流れるコンデンサ48の充電電流と、抵抗49を経由してコンデンサ61と抵抗63との接続点に流れる電流とに分岐する。

【0057】即ち、抵抗49を経由してコンデンサ61と抵抗63との接続点に流れる電流を増加させれば、コンデンサ48の方に流れるコンデンサ48の充電電流は減少し、逆に、抵抗49を経由してコンデンサ61と抵抗63との接続点に流れる電流を減少させれば、コンデンサ48の方に流れるコンデンサ48の充電電流は増加するように、抵抗49を経由してコンデンサ61と抵抗63との接続点に流れる電流を制御することにより、コンデンサ48の方に流れるコンデンサ48の充電電流を制御できるのである。

【0058】つまり、出力電力が漸次減少(軽負荷)した場合、検出信号であるコンデンサ61と抵抗63との接続点のマイナス電位は漸次上昇するため、抵抗49の両端の電位差が漸次小さくなり、抵抗49を経由してコンデンサ61と抵抗63との接続点に流れる電流が漸次減少し、コンデンサ48の方に流れるコンデンサ48の充電電流は漸次増加することで、コンデンサ48の充電電荷が漸次増加し、第2の制御トランジスタ41 (TR2)が、期間 t_2-t_3 間において、主スイッチング素子17(Q1)を強制的にオフさせるように動作する強制オフ期間が漸次長くなり、スイッチング電源装置10の

発振周波数が漸次高くなるのが抑制されるのである。

【0059】図3(c)に、前記スイッチング電源装置10の出力電力に対する発振周波数特性を実線で示す。点線で示した従来の技術のスイッチング電源装置100と比較し、従来の技術のスイッチング電源装置は、出力電力が大きい重負荷時と比較し、出力電力が減少する即ち軽負荷となるにつれて連続的に発振周波数は高くなっているのに対して、本発明のスイッチング電源装置10は、実線で示すように、全負荷領域にわたり、連続的に発振周波数を低くさせている。

【0060】

【発明の効果】本発明の請求項1記載のスイッチング電源装置によれば、少なくとも1次巻線、2次巻線、制御巻線を備えた変圧器と、前記1次巻線に接続され、直流電圧をオン・オフし高周波交流電圧に変換する主スイッチング素子と、前記2次巻線に接続された整流平滑回路と、前記制御巻線に接続された第1の制御素子を含む制御回路と、からなるリンギングチョークコンバータ方式のスイッチング電源装置において、前記制御巻線に接続され、前記スイッチング電源装置の出力電力を検出する出力電力検出手段と、前記出力電力検出手段からの検出信号に基づき前記スイッチング電源装置のオフ期間を制御することで、前記スイッチング電源装置の発振周波数を制御する発振周波数制御手段とを備え、前記発振周波数制御手段は、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記主スイッチング素子のオフ期間を漸次延長するように制御することで、前記発振周波数が漸次高くなるのを抑制することを特徴とするものである。

【0061】従って、重負荷領域から軽負荷領域に至る全負荷領域にわたり、連続的にスイッチング電源装置の発振周波数を低くさせて、全負荷領域で効率を向上させることができる。

【0062】また、本発明の請求項2記載のスイッチング電源装置によれば、前記発振周波数制御手段において、前記第1の制御素子を含む制御回路とは別に、独立して前記主スイッチング素子を規定時間だけ強制的にオフさせるように動作する第2の制御素子と、前記規定時間をカウントするタイマー回路とを備え、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減少した場合に、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とするものである。

【0063】従って、重負荷領域から軽負荷領域に至る全負荷領域にわたり、連続的にスイッチング電源装置の発振周波数を負荷に対して最適値に低く設定させて、全負荷領域で効率を向上させることができる。

【0064】また、本発明の請求項3記載のスイッチング電源装置によれば、前記タイマー回路が、コンデンサと抵抗からなるCR時定数回路で構成され、前記出力電力検出手段の検出信号に基づき、前記出力電力が漸次減

少しした場合に、前記コンデンサの充電電流を漸次増加することにより充電電荷を増加させ、この充電電荷が前記抵抗を介しての放電時間を延長させることにより、前記規定時間を漸次延長するように制御することを特徴とするものである。

【0065】従って、重負荷領域から軽負荷領域に至る全負荷領域にわたり、連続的にスイッチング電源装置の発振周波数を負荷に対して最適値に低く設定させて、全負荷領域で効率を向上させることができるスイッチング電源装置を簡単な回路で実現できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の実施例を示す回路図である。

【図2】本発明の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の動作波形を示す説明図である。

【図3】本発明の一実施の形態よりなるスイッチング電源装置の出力電力に対する発振周波数特性図である。

【図4】従来例のスイッチング電源装置の実施例を示す回路図である。

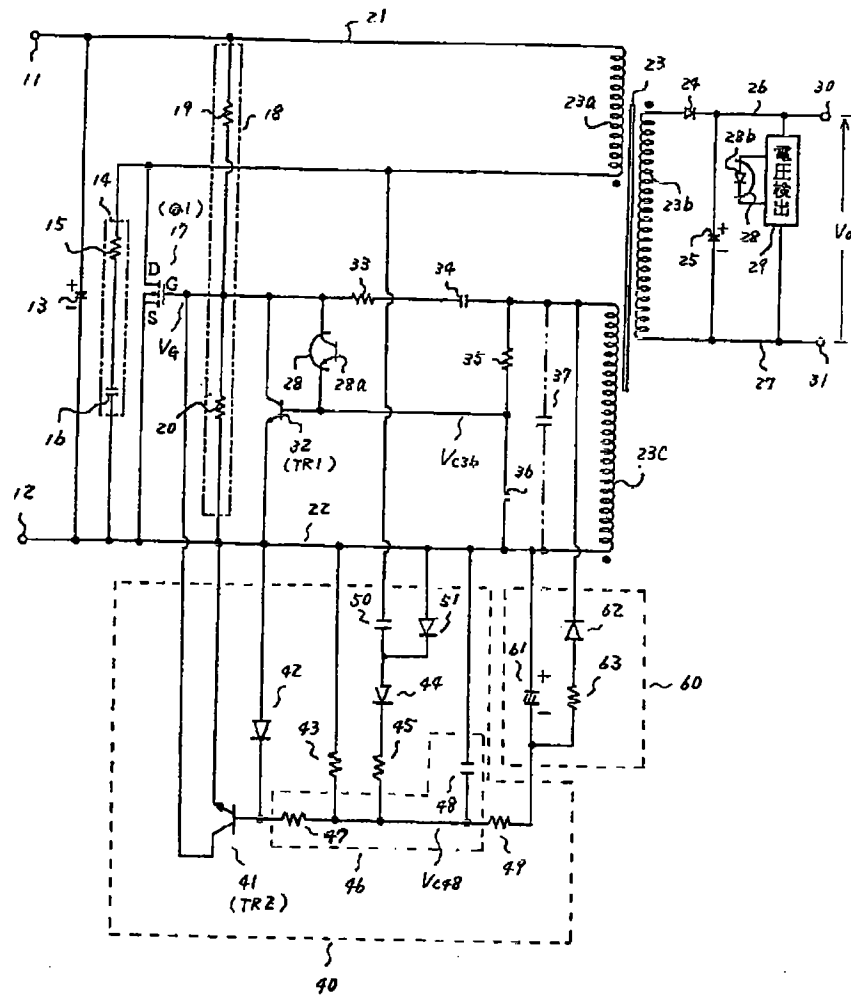
【符号の説明】

10 スwitchング電源装置
11、12 入力端子
13 平滑コンデンサ
14 スナバー回路
17 (Q1) 主スイッチング素子
18 起動回路
23 変圧器

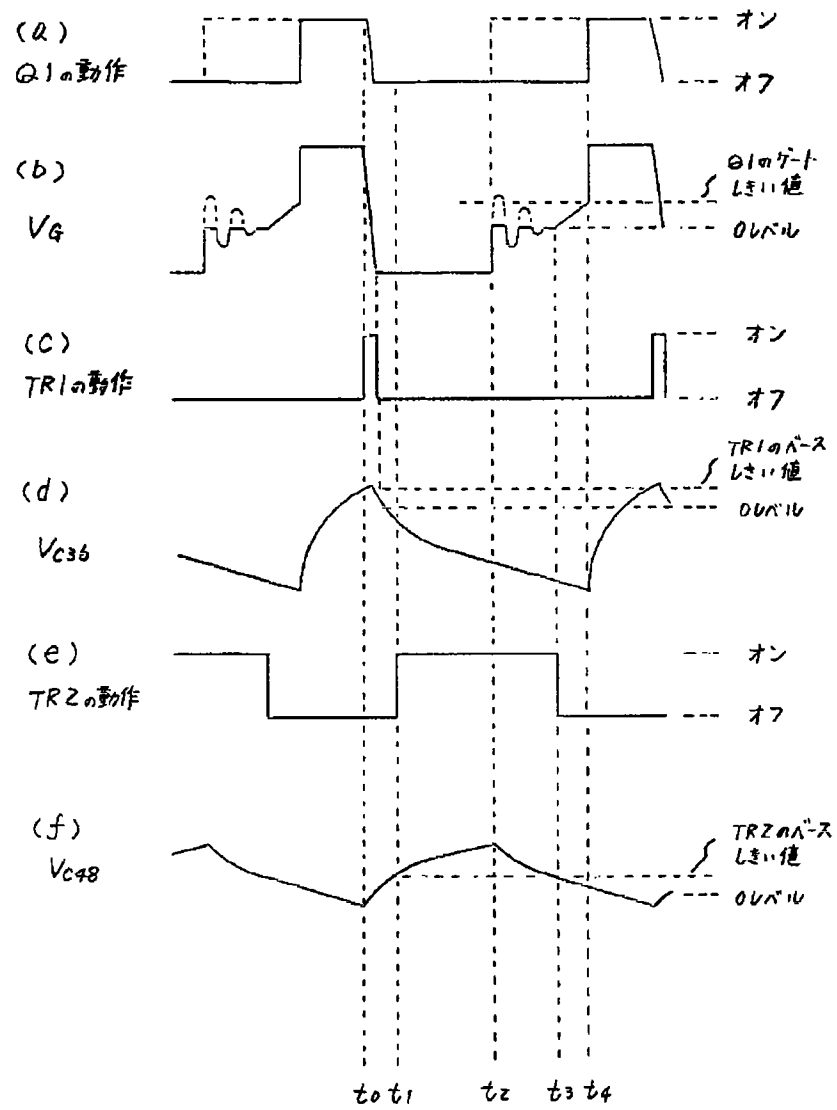
23a 1次巻線
23b 2次巻線
23c 制御巻線
24 整流ダイオード
25 平滑コンデンサ
28 フォトカプラ
29 電圧検出回路
30、31 出力端子
32 (TR1) 第1の制御トランジスタ (第1の制御素子)
33、35 抵抗
34、36 コンデンサ
37 寄生容量
40 発振周波数制御回路 (発振周波数制御手段)
41 (TR2) 第2の制御トランジスタ (第2の制御素子)
42、44 ダイオード
43、45、49 抵抗
46 タイマー回路
47 抵抗 (CR時定数回路)
48 コンデンサ (CR時定数回路)
50 コンデンサ
51 ダイオード
60 出力電力検出回路 (出力電力検出手段)
61 コンデンサ
62 ダイオード
63 抵抗

【図1】

10



【図2】



【図3】

